



①9 BUNDESREPUBLIK  
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES  
PATENTAMT

⑩ **Offenlegungsschrift**  
**DE 44 42 403 A 1**

②1 Aktenzeichen: P 44 42 403.5  
②2 Anmeldetag: 30. 11. 94  
④3 Offenlegungstag: 5. 9. 98

⑤1 Int. Cl. 8:  
**H 03 K 3/84**  
H 03 B 29/00  
H 03 C 3/00  
G 08 F 1/04  
B 60 R 18/02

DE 44 42 403 A 1

⑦1 Anmelder:  
Deutsche ITT Industries GmbH, 79108 Freiburg, DE

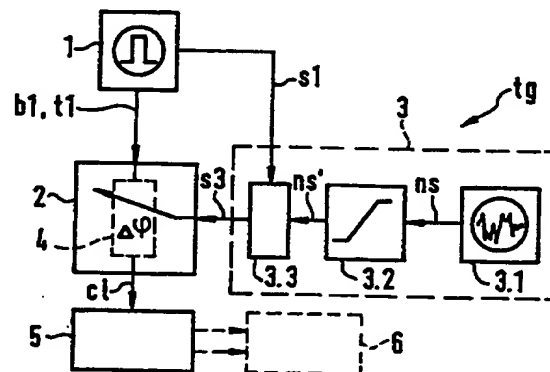
⑦2 Erfinder:  
Menkhoff, Andreas, 79098 Freiburg, DE; Theus,  
Ulrich, Dr., 79194 Gundelfingen, DE

⑤8 Entgegenhaltungen:  
DE 41 42 563 A1  
DE 38 02 863 A1  
US 40 23 118

Prüfungsantrag gem. § 44 PatG ist gestellt

⑤4 Taktgenerator zur Erzeugung eines störstrahlarmen Systemtaktes

⑤7 Ein Taktgenerator (tg) dient zur Erzeugung eines im zeitlichen Mittel frequenzgenauen Systemtaktes (cl) für eine taktgesteuerte elektronische Einrichtung (5), wobei durch schaltungstechnische Maßnahmen der Systemtakt (cl) bezüglich benachbarter elektronischer Geräte (6), insbesondere im Kraftfahrzeug, störstrahlarm ausgebildet ist. Hierzu wird ein Ursprungstakt (t1) mittels eines Phasenmodulators (2) in Abhängigkeit von einer Zufallssignalquelle (3) gegenüber einem Bezugstakt (b1) moduliert. Der Maximalwert der Phasendifferenz ist dabei kleiner als der halbe Wert einer Periode (T) des Bezugstaktes (b1) und die statistische Verteilung der Phasendifferenzen ist kontinuierlich oder weist eine Feinstruktur auf, die feiner als T/20 ist.



DE 44 42 403 A 1

## Beschreibung

Die Erfindung betrifft einen Taktgenerator zur Erzeugung eines im zeitlichen Mittel frequenzgenauen Systemtaktes für mindestens eine taktgesteuerte elektronische Einrichtung, insbesondere im Kraftfahrzeug. Bezüglich benachbarter, elektronischer Geräte ist der Systemtakt störstrahlarm, da der Systemtakt mittels eines Phasenmodulators in Abhängigkeit von einer Signalquelle gegenüber einem Bezugstakt moduliert ist, vgl. den Oberbegriff des Anspruchs 1.

Die zunehmende Verwendung von digitalen, in der Regel taktgesteuerten Signalverarbeitungseinrichtungen in den verschiedensten Anwendungsbereichen, insbesondere auch in Kraftfahrzeugen, zur Anzeige, Steuerung oder Regelung unterschiedlichster Funktionen, bedingt ein zentrales oder dezentrales Taktsystem, an das die einzelnen taktgesteuerten Einrichtungen angeschlossen sind. Dadurch entstehen direkt oder über die angeschlossenen Versorgungs- oder Signalleitungen in einem großen Frequenzbereich Störsignale. Die Störsignale können sich dabei über elektromagnetische Störfelder, aber auch über ein relativ hochohmiges Versorgungsnetz, auf benachbarte elektronische Einrichtungen oder Geräte ausbreiten und diese stören. Besonders unangenehm sind diese Störungen, wenn sie sich auf analoge Schaltungsteile oder analoge Signale auswirken. Im Kraftfahrzeug ist hiervon insbesondere der Audibereich mit Radio-, Funk- oder Kassettenbetrieb betroffen, aber auch analoge Meßwertaufnehmer können gestört werden.

Die Ursache der taktbedingten Störungen sind Stromspitzen in der taktgesteuerten Einrichtung, die mit einer oder mit beiden Taktflanken des Systemtaktes verkoppelt sind. Sie entstehen durch die Aktivierung einer Vielzahl von Schaltstufen, z. B. bei MOS-Schaltungen durch die Auf- oder Entladung der betroffenen Gate-Kapazitäten. Je höher dabei die Taktfrequenz ist, desto schneller müssen die internen Schaltvorgänge ablaufen und desto größer werden die Stromspitzen. Mit zunehmender Schaltungskomplexität nimmt die Anzahl der jeweils zu aktivierenden Schaltstufen und damit die Höhe der Stromspitzen weiter zu. Dies gilt insbesondere wenn die zugehörigen taktgesteuerten Einrichtungen bzw. Prozessoren in CMOS-Technik realisiert sind. Die Pufferung der sehr schmalen Laststromspitzen durch externe Abblockkondensatoren ist aus Kostengründen und wegen der üblichen Gehäusebauarten für die integrierten Schaltungen nur unvollkommen möglich. Es lassen sich dabei kaum die hochfrequenten Anteile der Störsignale unterdrücken.

Aus dem Stand der Technik sind einige Verfahren bekannt, wie ein Taktsystem modifiziert werden kann, um die Störwirkungen auf benachbarte elektronische Geräte zu reduzieren. Maßnahmen, die der passiven Abschirmung oder der Verflachung der Taktflanken zuzurechnen sind, sind nicht Gegenstand der Erfindung, können jedoch auf vorteilhafte Weise mit ihr kombiniert werden und eine weitere Unterdrückung der Störwirkung bewirken. Die gattungsgemäße Erfindung betrifft eine Modulation der Taktfrequenz, die den Energieinhalt des Störsignals nicht auf eine diskrete Spektrallinie und ihre Harmonischen konzentriert, sondern den Energieinhalt auf einen größeren Frequenzbereich möglichst gleichmäßig verteilt. Im zeitlichen Mittel soll dabei die Taktfrequenz nicht von einem Bezugstakt mit feststehender Frequenz abweichen.

In DE-A-41 42 563 (= ITTCASE, C-DIT-1430) ist ent-

sprechend dem Gattungsbegriff des Anspruchs 1 ein Taktgenerator beschrieben, der mittels eines Phasen/Frequenzmodulators den Systemtakt moduliert. Als Modulator dient ein elektronisch gesteuerter Leckstrompfad, der die VCO-Steuerspannung moduliert, wobei der gesteuerte Leckstrom beispielsweise ein Sägezahn-, Dreiecks-, Sinus- oder anderen Signalverlauf aufweisen kann. Ob eine Phasen- oder Frequenzmodulation vorliegt, hängt von der Dimensionierung der Phasenregelschleife und der Amplitude des Leckstromverlaufs ab.

In DE-A 38 02 863 werden die taktbedingten Störwirkungen durch eine reine Frequenzmodulation des Systemtaktes reduziert, wobei ein besonderer Augenmerk auf die jeweilige Modulationsfrequenz und den jeweiligen Frequenzhub im Hinblick auf den zu entstörenden Frequenzbereich gelegt wird.

In DE-A 44 23 074 (= ITT-Gase, C-DIT-1666) wird zur Reduzierung der taktbedingten Störwirkung das Ausgangssignal eines Taktgenerators mittels eines Frequenzteilers zwischen mindestens zwei Teilungsverhältnissen so umgeschaltet, daß im zeitlichen Mittel ein frequenzgenaues Taktsignal vorliegt. Die Umschaltung des Frequenzteilers erfolgt durch einen Pseudozufallszahlengenerator.

In US-A 4 023 116 wird ein Frequenzsynthese-System beschrieben, dessen Ausgangstakt über eine Phasenregelschleife an einen impulsförmigen Referenztakt gekoppelt ist. Da der Phasenvergleich nur während der Taktflanken des Referenztaktes möglich ist, wirkt sich der Zeitbereich zwischen den Taktflanken auf die Phasen/Frequenzregelung als "Totband" aus. Während des Totbandintervalls ist das Frequenzsynthesesystem ungeregt und es können daher kleine, ungeregelte Schwankungen in der Ausgangsperiode als störende Phasendifferenzen auftreten. Durch Schaltungsmaßnahmen wird das Totband beseitigt und damit das Frequenzzittern des synthetisierten Ausgangssignals beseitigt.

Bei den beschriebenen Taktgeneratoren werden Verfahren verwendet, die die Hauptspektrallinien des störenden Spektrums reduzieren, indem ihr Energieinhalt auf weitere Spektrallinien verteilt wird. Eine genaue Analyse der resultierenden Signalspektren durch den Erfinder zeigt jedoch die Ursache für die mangelhafte Entstörwirkung der beschriebenen Verfahren, die nicht verhindert können, daß einzelne Spektrallinien nach wie vor deutlich höhere Amplituden aufweisen als die restlichen Spektrallinien, wodurch die Entstörwirkung leider begrenzt wird. Ursache dieser hervorgehobenen Spektrallinien sind periodische Signalkomponenten im Modulationssignal selbst, z. B. bei der Dreiecks- oder Sägezahnmodulation, oder eine Modulationskomponente, die zwar nicht periodisch ist, z. B. eine Pseudozufallszahlenfolge, bei der jedoch die Anzahl der zusätzlichen Spektrallinien viel zu gering und ihre Lage ungünstig ist.

Es ist daher Aufgabe der Erfindung, einen verbesserten Taktgenerator zur Erzeugung eines störstrahlarmen Systemtaktes anzugeben, dessen Störspektrum und damit dessen abgestrahlte Energie möglichst gleichmäßig auf viele Spektrallinien verteilt ist. Diese Aufgabe wird erfindungsgemäß mit einem Taktgenerator mit den in Anspruch 1 beanspruchten Merkmalen gelöst. Vorteilhafte Weiterbildungen ergeben sich aus den Merkmalen der Unteransprüche.

Die Erfindung und ihre Weiterbildungen werden nun anhand der Figuren der Zeichnungen näher erläutert:

Fig. 1 zeigt als Blockschaltbild einen Taktgenerator

nach der Erfindung.

Fig. 2 veranschaulicht schematisch über einige Taktperioden den zeitlichen Zusammenhang zwischen dem Taktsignal und den Stromimpulsen.

Fig. 3 und Fig. 4 zeigen als Blockschaltbilder jeweils einen Taktgenerator mit einem digital gesteuerten Verzögerungsnetzwerk als Phasenmodulator und

Fig. 5 und Fig. 6 zeigen schematisch zwei Stromimpulsspektren.

Der Taktgenerator nach Fig. 1 enthält alle Schaltungselemente, die zur Realisierung der Erfindung mittels eines Phasenmodulators erforderlich sind. Aus einer über die Fourier-Analyse abgeleiteten Betrachtung der Signalspektren der beiden Stromimpulsfolgen i1, i2 (vgl. Fig. 2) ergeben sich nämlich folgende Abhängigkeiten für die resultierenden Spektren. Vereinfachend wird hierbei angenommen, daß die einzelnen Stromimpulse i1 bzw. i2 so schmal sind, daß sich ihre Störspektren bis in einen Frequenzbereich erstrecken, der mindestens um den Faktor 10 größer als die Frequenz des zugehörigen Bezugstaktes b1 ist. Das Spektrum der phasenstarken Impulsfolge i1 enthält bekanntlich die Harmonischen des Bezugstaktes b1, wobei die einzelnen Amplituden nur geringfügig mit der Frequenz abnehmen. Das Spektrum der phasenmodulierten Stromimpulse i2 ist dagegen anders — folgende drei Hauptabhängigkeiten beeinflussen es:

1. Das kleinste gemeinsame Vielfache der inversen Verzögerungszeiten aller auftretenden Verzögerungen M legt fest, mit welcher Frequenz sich das gesamte Spektrum wiederholt. Ist kein solches gemeinsames Vielfache vorhanden, dann entspricht dies dem Idealfall, bei dem überhaupt keine Wiederholung des Spektrums auftritt. Dieser Betriebsfall ist angenähert nur mit einer Zufallsignalquelle 3.1 erreichbar, deren Ausgangssignal n ein analoges, aperiodisches Rauschsignal ist, das einen Phasenmodulator 2 mit unendlich feiner Zeitauflösung steuert. Für die praktische Anwendung reicht es jedoch aus, wenn sich das Spektrum erst ab einer ausreichend hohen Frequenz f wiederholt, bzw. gespiegelt wird. Der inverse Wert  $1/f$  dieser Frequenz f liefert einen Zeitwert  $\Delta t = 1/f$ , der den zugehörigen kleinsten Quantisierungsschritt für alle Phasenverschiebungen darstellt. Dieser Zeitwert  $\Delta t$  kann besonders einfach mittels einer geschalteten Verzögerungseinrichtung 40 bzw. 45, z. B. einem Verzögerungsnetzwerk nach Fig. 3 oder Fig. 4, realisiert werden. Liegt  $\Delta t$  im Bereich weniger Nanosekunden, so wiederholt sich das Spektrum theoretisch erst nach mehreren hundert Megahertz. In der Regel sind jedoch die Stromimpulsflanken hierfür nicht steil genug, so daß das Störspektrum bei diesen Frequenzen nicht mehr vorhanden ist. Der Zeitpunkt  $\Delta t$  entspricht nach seiner Normierung auf die Bezugsperiode T der jeweiligen Phasendifferenz  $\Delta\phi$ .

2. Das Verhältnis der längsten Verzögerung  $Tg/2$  zur Periodendauer T des Bezugstaktes b1 legt fest, wie stark die Oberwellen im Spektrum gedämpft werden, bis sie letztendlich als diskrete Spektrallinien nicht mehr aus dem gleichförmigen Rauschen herausragen und damit nicht mehr identifizierbar sind.

3. Die Länge der Zufallszahlenfolge ohne Wiederholung legt fest, wie dicht die einzelnen Spektrallinien beieinander liegen. Wenn die Zufallszahlenfol-

ge eine definierte Wiederholungsrate aufweist, was in der Regel bei digitalen Zufallssignalgeneratoren der Fall ist, dann handelt es sich um eine Pseudozufallszahlenfolge. Da andererseits die zeitliche Länge  $Tn$  der Zufallszahlenwiederholung über die Realisierung des digitalen Zufallszahlengenerators beliebig vorgegeben werden kann, ist auch die Dichte der Spektrallinien beliebig vorgebar. Wie eingangs erwähnt, hängt von der Anzahl der Spektrallinien ab, auf wieviele Spektrallinien sich die Störenergie verteilen kann. Eine ausreichende Dichte der Spektrallinien beginnt etwa ab einer Feinstruktur, die feiner als ein Zehntel der Bezugstaktperiode T ist.

Folgendes Beispiel soll zur Erläuterung dienen: Ein Taktgenerator erzeugt einen Rechtecktakt mit 5 MHz. Die positive und negative Taktflanke bewirken jeweils einen Stromimpuls, so daß die Stromimpulse mit einer Frequenz von 10 MHz auftreten. Die Phasenverschiebung erfolgt mittels einer Verzögerungskette, die aus 15 Verzögerungsstufen besteht, die jeweils den Taktimpuls um 2 ns verzögern. Ein dazu passender Zufallszahlengenerator erzeugt eine Zufallszahlenfolge mit 256 Werten, die sich mit einer Periodendauer  $Tn = 256T$  periodisch wiederholen. Die Zufallszahlenfolge kann dabei aus einer Tabelle ausgelesen oder mittels eines Pseudozufallszahlengenerators erzeugt werden. Das angegebene Beispiel führt zu einer Dichte der Spektrallinien mit einem Abstand von etwa 40 kHz untereinander. Wäre die Zufallszahlenfolge 10 mal so lang, dann würden die einzelnen Spektrallinien nur noch einen Abstand von etwa 4 kHz aufweisen.

Aus diesen Überlegungen folgen die wesentlichen Schaltungssteile der in den Fig. 1, 3 und 4 beschriebenen Taktgeneratoren tg. Jeder Taktgenerator enthält eine Taktquelle 1 zur Erzeugung eines Ursprungtaktes t1, der über die Folge der zugehörigen Stromimpulse i1 einen Bezugstakt b1 definiert. In jedem Taktgenerator tg wird der Ursprungtakt t1 mittels eines von einer Signalquelle 3 bzw. 30 gesteuerten Phasenmodulators 2 bzw. 20 bzw. 25 moduliert, um einen gewünschten Systemtakt c1 zu erzeugen. Dieser speist mindestens eine taktgesteuerte elektronische Einrichtung 5, z. B. einen Prozessor, dessen Stromimpulse i2 ein benachbartes elektronisches Gerät 6 stören können.

In Fig. 1 enthält der Phasenmodulator 2 eine variable Verzögerungseinrichtung 4, die den Ursprungtakt t1 entsprechend dem Wert eines Steuersignals 53 unterschiedlich verzögert. Die variable Verzögerungseinrichtung 4 kann z. B. eine analoge Laufzeitkette aus hintereinandergeschalteten Invertoren sein, deren Verzögerungszeit von dem Steuersignal s3 abhängig ist. Damit sich das Steuersignal s3 während der Bezugstaktperiode T nicht ändert, wird es durch eine Abtasthaltungsschaltung 3.3 festgehalten. Das zugehörige Steuersignal s1 ist entweder der Ursprungtakt t1 oder ein verkoppeltes Signal aus der Taktquelle 1. Ein Zufallssignalgenerator 3.1 in der Signalquelle 3 liefert an seinem Ausgang als Zufallssignal ein Rauschsignal ns, dessen Amplituden mittels eines Begrenzers 3.2 begrenzt werden. Sein Ausgangssignal ist ein gefiltertes Rauschsignal ns', das dem Eingang der Abtasthaltungsschaltung 3.3 zugeführt ist. Der Begrenzer 3.2 ist dann erforderlich, wenn der Zufallssignalgenerator 3.1 nicht von sich aus in seiner Ausgangsamplitude begrenzt ist, weil dadurch zu große Phasendifferenzen auftreten könnten. Aus der eingangs genannten zweiten Bedingung ergibt sich nämlich, daß das

Verhältnis der längsten Verzögerungszeit  $T_g/2$  in einem bestimmten Verhältnis zur Periode  $T$  des Bezugstaktes  $b1$  stehen muß, weil dadurch festgelegt wird, wie stark die Oberwellen des Bezugstaktes  $b1$  gedämpft werden. Aus dieser Überlegung folgt, daß der Maximalwert  $T_g/2$  der Phasendifferenz einen bestimmten Wert der Periode  $T$  des Bezugstaktes  $b1$  nicht überschreiten darf. Dieser Wert liegt in der Regel zwischen 2 und 20% der Periode  $T$ , sollte auf jeden Fall aber  $T/2$  nicht überschreiten. In Fig. 3 und Fig. 4 ist eine variable Verzögerungseinrichtung 45 bzw. 40 aus einzelnen, digital gesteuerten Verzögerungsstufen 4d bzw. 4.1, 4.3, ..., 4.n mit gleichen oder ungleichen Verzögerungszeiten  $\Delta t$  bzw.  $\Delta t_1, \Delta t_2, \dots, \Delta t_n$ , die aber auf jeden Fall fest sind, als Schaltbild dargestellt. Jede Verzögerungsstufe kann dabei durch eine eigene Laufzeitkette realisiert sein.

Fig. 2 zeigt schematisch für einige Perioden  $T$  den zeitlichen Verlauf einiger Signale. In der ersten Zeile ist der rechteckförmige Ursprungstakt  $t1$  aus der Taktquelle 1 dargestellt. Da mit der positiven und negativen Flanke des Ursprungtaktes  $t1$  jeweils ein Stromimpuls  $i1$  in der elektronischen Einrichtung 5 ausgelöst wird, ergibt sich für das Spektrum der Störimpulse ein Bezugstakt  $b1$  mit der doppelten Frequenz des Ursprungtaktes  $t1$ . In der vierten Zeile wird für jede Bezugstaktperiode  $T$  ein Zeitfenster  $T_g$  dargestellt, in dem die phasenmodulierten Stromimpulse  $i2$  auftreten können. Der halbe Wert des Zeitfensters  $T_g$  entspricht dabei der maximalen Phasendifferenz des Systemtaktes  $c1$  gegenüber dem Bezugstakt  $b1$ . Die zeitliche Dauer der Stromimpulse wird durch die Phasenmodulation nicht verändert.

In Fig. 3 erzeugt der Phasenmodulator 20 quantisierte Phasendifferenzen  $\Delta t_1, \Delta t_2, \dots, \Delta t_n$ , deren Feinstruktur vom kleinsten Quantisierungsschritt der möglichen Phasendifferenzen abhängig ist. Der Phasenmodulator 20 arbeitet damit gleichsam digital, denn er kann nur eine bestimmte Anzahl von Phasendifferenzen erzeugen, die sich untereinander durch die jeweilige Anzahl der Phasendifferenzschritte  $\Delta t$  unterscheiden. Der Phasendifferenzschritt  $\Delta t$  kann beispielsweise durch die Signallaufzeit einer einzigen, oder um die Signalinvertierung zu vermeiden, einer doppelten Inverterstufe gebildet sein, die Teil einer Laufzeitkette aus hintereinandergeschalteten Inverterstufen sind. Bekanntlich kann die Laufzeit derartiger Inverterstufen über den Querstrom in einem weiten Bereich eingestellt werden, wobei mittels einer Regelschaltung herstellungs- oder temperaturbedingte Laufzeitabweichungen ausgeregelt werden können. Die Auswahl der jeweiligen Verzögerungszeit erfolgt mittels einer digital gesteuerten Schalteinrichtung 50, deren Signaleingänge mit jeweils einer Verzögerungsstufe 4.1, 4.2, 4.3, ..., 4.n verbunden sind. Durch ein digitales Steuersignal  $s4$  wird jeweils einer der Eingänge der Schalteinrichtung 50 auf den Ausgang durchgeschaltet und gibt dort als Ausgangssignal den Systemtakt  $c1$  ab. Das digitale Steuersignal  $s4$  wird von einer Zufallssignalquelle 30 gebildet, die am Ausgang diskrete Zufallszahlenwerte erzeugt. Bei den Zufallszahlenwerten handelt es sich in der Regel um eine Pseudozufallszahlenfolge aus einem Pseudozufallszahlengenerator, der beispielsweise in der bereits genannten DE-A 44 23 074 beschrieben ist. Es ist aber auch möglich, daß die Pseudozufallszahlenfolge als Tabelle gespeichert ist, die von dem Zufallszahlengenerator 30 ausgelesen wird. Die Wiederholungsrate der Pseudozufallszahlenfolge ist durch die Länge der Tabelle oder die Anzahl der Schieberegisterstufen im Pseudozufallszahlengenerator

beliebig vorgebar. In Fig. 3 erfolgt die Ansteuerung des Zufallszahlengenerators 30 über den Ursprungstakt  $t1$ , der mittels einer Taktverdopplungsschaltung 1.1 verdoppelt wird und mit diesem Takt, dem Bezugstakt  $b1$ , den Zufallszahlengenerator 30 steuert.

In Fig. 4 ist ein Taktgenerator  $tg$  dargestellt, dessen Verzögerungsnetzwerk 45 besonders einfach zu realisieren ist. Es besteht aus der Hintereinanderschaltung einer vorgegebenen Anzahl von Verzögerungsstufen 4d mit jeweils gleichen Verzögerungszeiten  $\Delta t$ . Zwischen jeweils zwei Verzögerungsstufen befindet sich ein Signalabgriff, der mit jeweils einem Eingang einer elektronischen Schalteinrichtung 55 verbunden ist. Der Anfang und das Ende der Verzögerungskette sind ebenfalls mit Eingängen der Schalteinrichtung 55 verbunden. Jede Verzögerungsstufe 4d enthält eine gerade Anzahl von hintereinandergeschalteten Invertiern, insbesondere zwei, wobei durch die gerade Anzahl eine Invertierung des Taktsignals verhindert werden soll. Die Ausbildung der Verzögerungseinrichtung als Inverterkette ist für die Schaltungsauslegung auf dem Halbleiterkristall besonders zweckmäßig, weil es sich bei den Verzögerungsstufen 4d um flächengleiche Schaltungsstrukturen handelt, die bequem in einem Block angeordnet werden können. Die einzelnen Transistoren der Schalteinrichtung 55 können dabei mit kurzen Signalleitungen an die Signalabgriffe der Verzögerungskette angeschlossen werden. Eine relativ kompakte Anordnung der Verzögerungseinrichtungen 4 bzw. 40 bzw. 45 auf der Halbleiteroberfläche ist wichtig, damit die zeitliche Auflösung des Systemtaktes  $c1$  nur von dem jeweiligen Signalabgriff und nicht von eingekoppelten Störsignalfanken abhängig ist. Die kleinsten Quantisierungsschritte und damit die Feinstruktur der Phasendifferenzen  $\Delta t$  bzw.  $\Delta \phi$  muß sehr klein gegenüber der Periode  $T$  des Bezugstaktes  $b1$  sein. Für die Lösung der gestellten Aufgabe ist es ferner erforderlich, daß die Phasenverschiebung nur der Zufallszahl und nicht einem eingestreuten Signal folgt, das dann im Störspektrum wieder als hervorgehobenes Signal auftreten würde.

In Fig. 5 ist das Spektrum  $F(i1)$  der phasenstarrten Stromimpulse  $i1$  schematisch dargestellt. Es enthält diskrete Spektrallinien, die mit der Frequenz  $f1$  des Bezugstaktes  $i1$  beginnen und sich über eine Vielzahl von Frequenzvielfachwerten von  $f1$  erstrecken. Die Amplituden der Spektrallinien nehmen dabei mit steigender Frequenz ab. Dies hängt nach Fourier bekanntlich von dem Impuls/Pausenverhältnis und der Steilheit der Stromimpulsflanken ab. Diese Abhängigkeit ist schematisch als Pfeil  $f(i)$  dargestellt, der die Absenkung beeinflusst. In einem angenommenen Frequenzbereich  $fb$  sind die Amplituden der Spektralkomponenten noch relativ groß, so daß ein anderes elektronisches Gerät, das in diesem Frequenzbereich Störsignale aufnehmen könnte, unzulässig gestört würde.

In Fig. 6 ist schematisch das Störspektrum  $F(i2)$  der Stromimpulse  $i2$  dargestellt, die nach der Erfindung phasenverschoben sind. Im Frequenzbereich  $k1$  fällt auf, daß die Absenkung der Frequenzvielfachwerte des Systemtaktes  $c1$ , die mit dem Vielfachen der Bezugstaktfrequenz  $f1$  auftreten, deutlich höher ist als im Beispiel von Fig. 5. Im Frequenzbereich  $k2$  wiederholt sich bei der Frequenz  $fw$  das Spektrum des Frequenzbereichs  $k1$ , wobei es sich symmetrisch zu höheren und tieferen Frequenzen erstreckt. Die Lage dieser Frequenz  $fw$  hängt, wie in Punkt 1 erörtert, von dem kleinsten gemeinsamen Vielfachen der inversen Verzögerungszeiten, also von dem kleinsten Verzögerungsschritt  $M$  ab.

Diese Frequenz  $f_w$  und damit der gesamte Frequenzbereich  $k_2$  sollen so hoch liegen, daß der kritische Frequenzbereich  $f_b$  nicht mehr gestört wird.

Die Absenkung der Oberwellen im Frequenzbereich  $k_1$  und damit auch im Frequenzbereich  $k_2$  hängt entsprechend dem Punkt 2 der eingangs genannten Abhängigkeiten vom Verhältnis der längsten Verzögerungszeit  $T_g/2$  zur Periodendauer  $T$  des Bezugstaktes  $b_1$  ab. Wenn das Verhältnis ausreichend groß ist, dann verschwindet bereits die Amplitude der Grundwelle — die bei der Bezugstaktfrequenz  $f_1$  liegt — im gleichförmigen Rauschpegel  $p_n$ . Der Übersichtlichkeit wegen ist dieser Zustand in Fig. 6 jedoch nicht dargestellt.

Nach der Erfindung wird die gesamte Energie des störenden Spektrums möglichst gleichförmig auf eine Vielzahl von Frequenzen aufgeteilt, die in den Frequenzbereichen  $k_1$ ,  $k_2$  und  $k_3$  liegen. Die Amplituden der einzelnen Komponenten bilden dabei den gleichförmigen Rauschpegel  $p_n$ , dessen Umhüllende in Fig. 6 schematisch als strichpunktierte Linie  $p_n$  dargestellt ist. Je dichter die einzelnen Spektrallinien liegen, desto niedriger ist der Rauschpegel  $p_n$ , weil sich die Energie auf mehr Spektralkomponenten aufteilen kann. Für die Dichte der Spektrallinien ist entsprechend dem eingangs erwähnten Punkt 3 die zeitliche Länge  $T_n$  der Zufallszahlenfolge im Verhältnis zur Periodendauer  $T$  des Bezugstaktes  $b_1$  verantwortlich. Die Wiederholungsrate der Pseudozufallszahlenfolge bestimmt die Anzahl der Spektrallinien im Frequenzbereich 0 bis  $f_w$ , und damit ihre Dichte.

Über eine rechnerische Simulation lassen sich einzelne Schaltungsparameter des Taktgenerators  $tg$  leicht variieren und ihr Einfluß auf das Störspektrum  $F(i_2)$  und den Nutzsignalbereich  $f_b$  untersuchen. Es lassen sich dabei optimale Schaltungsparameter finden, die den gewünschten Entstöreffekt bringen. Die Übereinstimmung zwischen der tatsächlichen Entstörwirkung und der Simulation ist sehr hoch, insbesondere wenn der Taktgenerator weitgehend als digitale Schaltung realisiert ist.

#### Patentansprüche

1. Taktgenerator ( $tg$ ) zur Erzeugung eines im zeitlichen Mittel frequenzgenauen Systemtaktes ( $c_1$ ) für eine taktgesteuerte elektronische Einrichtung (5), der bezüglich benachbarter elektronischer Geräte (6), insbesondere im Kraftfahrzeug, störstrahlarm ist, wozu der Taktgenerator ( $tg$ ) einen in der Phase und Frequenz stabilen Ursprungstakt ( $t_1$ ), der einen Bezugstakt ( $b_1$ ) definiert, mittels eines Phasenmodulators (2; 20; 25) in Abhängigkeit von einer Signalquelle (3; 30) gegenüber dem Bezugstakt ( $b_1$ ) moduliert, dadurch gekennzeichnet, daß
  - die Signalquelle (3; 30) einen Zufallssignalgenerator (3.1) enthält,
  - der Systemtakt ( $c_1$ ) gegenüber dem Bezugstakt ( $b_1$ ) eine Phasendifferenz ( $\Delta\phi$  bzw.  $\Delta t$ ) aufweist, deren Maximalwert kleiner als der halbe Wert einer Periode ( $T$ ) des Bezugstaktes ( $b_1$ ) ist und
  - die statistische Verteilung der Phasendifferenzen ( $\Delta\phi$ ) kontinuierlich ist oder eine Feinstruktur aufweist, die feiner als ein Zehntel der Periode ( $T$ ) des Bezugstaktes ( $b_1$ ) ist.
2. Taktgenerator ( $tg$ ) nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß der Phasenmodulator (2; 20; 25)

quantisierte Phasendifferenzen ( $\Delta\phi$ ) erzeugt, deren Feinstruktur durch den kleinsten Quantisierungsschritt der Phasendifferenzbildung definiert ist.

3. Taktgenerator ( $tg$ ) nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, daß der Zufallssignalgenerator (3.1) diskrete Zufallszahlenwerte erzeugt, die als Steuersignale ( $s_3$ ;  $s_4$ ) dem Phasenmodulator (2; 20; 25) zugeführt sind.

4. Taktgenerator ( $tg$ ) nach einem der Ansprüche 1 bis 3, dadurch gekennzeichnet, daß der Phasenmodulator (2; 20; 25) eine variable Verzögerungseinrichtung (4; 40; 45) enthält, deren Steuereingang mit dem Ausgang der Zufallssignalquelle (3.1) verkoppelt ist.

5. Taktgenerator ( $tg$ ) nach den Ansprüchen 3 oder 4, dadurch gekennzeichnet, daß der Zufallssignalgenerator (3.1) eine Pseudozufallszahlenfolge erzeugt, deren zeitliche Wiederholungsperiode ( $T_n$ ) mindestens um den Faktor 10 über der Periodendauer ( $T$ ) des Bezugstaktes ( $b_1$ ) liegt.

6. Taktgenerator ( $tg$ ) nach einem der Ansprüche 4 oder 5, dadurch gekennzeichnet, daß der Phasenmodulator (25; 20) ein mit Signalabgriffen versehenes Verzögerungsnetzwerk (45; 40) mit Verzögerungsstufen (4d bzw. 4.1, 4.2, 4.3, 4.n) mit gleichen und/oder ungleichen Verzögerungszeiten ( $\Delta t$  bzw.  $\Delta t_1, \Delta t_2, \Delta t_3, \dots, \Delta t_n$ ) und eine mit den Signalabgriffen verbundene Schalteinrichtung (55 bzw. 50) enthält und daß durch die Zufallszahlenwerte die jeweilige Schaltposition und damit die momentane Verzögerungszeit ( $\Delta t_i$ ) des Verzögerungsnetzwerkes (45; 40) gesteuert ist.

Hierzu 2 Seite(n) Zeichnungen

- Leerseite -

**THIS PAGE BLANK (USPTO).**

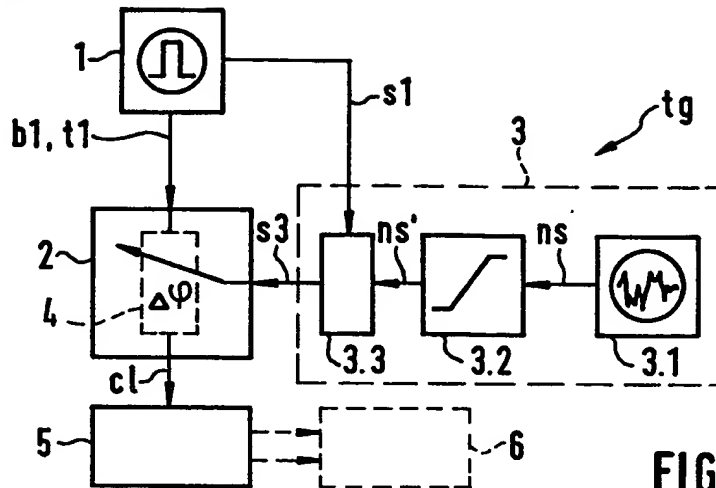


FIG. 1

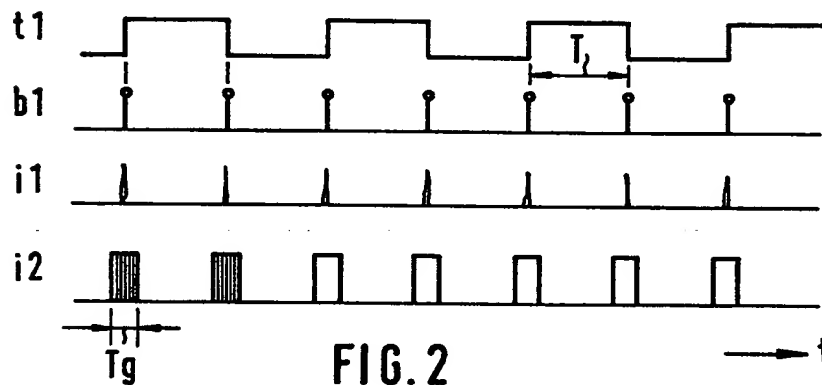


FIG. 2

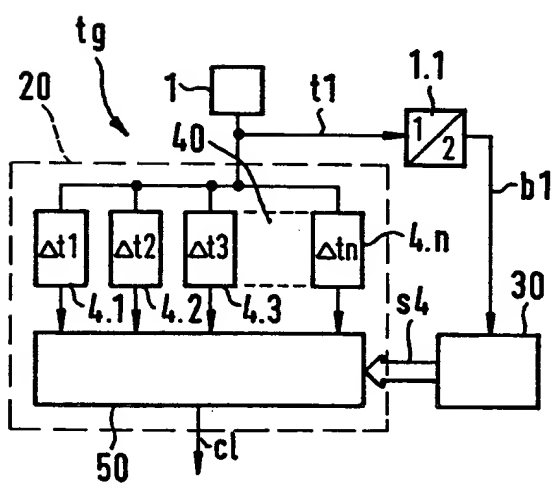


FIG. 3

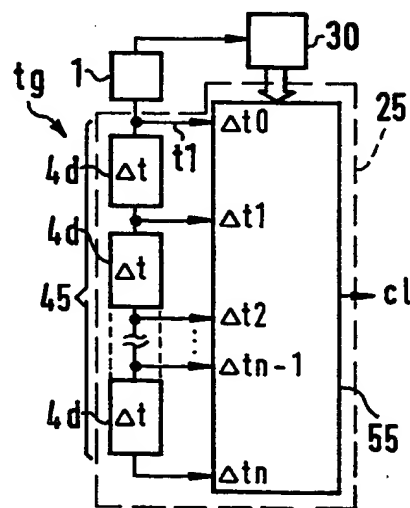


FIG. 4

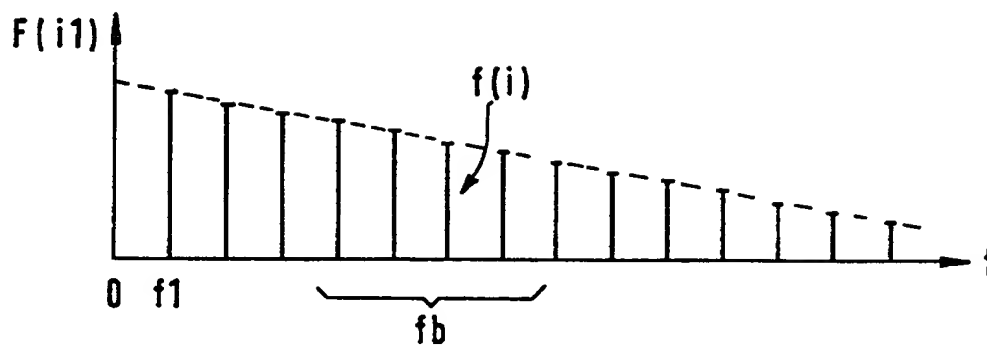


FIG. 5

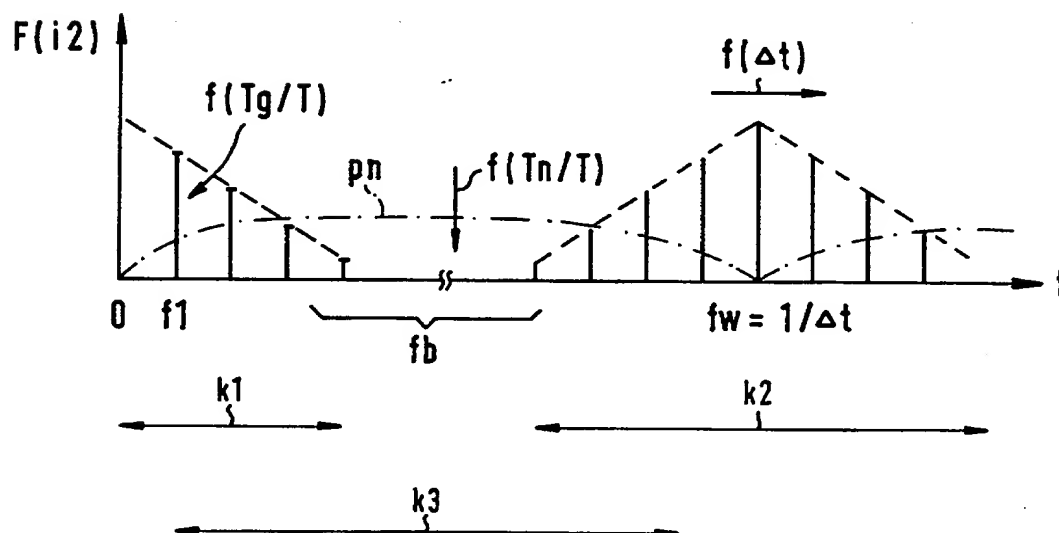


FIG. 6